

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.**

BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND



Prioritätsbescheinigung über die Einreichung einer Patentanmeldung

Aktenzeichen: 101 33 601.2

Anmeldetag: 11. Juli 2001

Anmelder/Inhaber: VOGT electronic AG, Obernzell/DE

Bezeichnung: Schwingdrossel mit einem symmetrischen
Doppel-E-Kern

IPC: H 01 F, H 05 B

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 5. Dezember 2003
Deutsches Patent- und Markenamt
Der Präsident
Im Auftrag

Ebert

PATENTANMELDUNG

Schwingdrossel mit einem symmetrischen Doppel-E-Kern

STAND DER TECHNIK HEUTE

In elektronischen Vorschaltgeräten zum Zünden und Betrieb von Leuchtstoffröhren werden heute vorzugsweise klassische Normbausätze, der E-Kern und RM Baureihe eingesetzt.

Die Spannungserhöhung zum Zünden dieser Lampen wird mittels eines Serienschwingkreises aus einer LC-Kombination erzielt. Dabei entstehen an den Spulen Spannungen bis zu 4 kV_{SS} und es müssen Ströme bis zu 3,5 A verarbeitet werden.

Diese Betriebsbedingungen für die Zündspule oder Schwingspule führen entsprechend den geforderten Leistungen zu Luftspalte bis max. 5 mm je nach Bausatz. Luftspalte dieser Größenordnung führen verursacht durch das Streufeld des Kerns zu hohen Wirbelstromverlusten in den Kupferwicklungen. Der niedrige AL-Wert, verursacht durch den großen Luftspalt, benötigt relativ hohe Windungszahlen, was zwangsweise zu hohen Kupferverlusten ($P_v = I^2 \cdot R$) führt. Notwendiger Weise wird auch wegen der hohen Wirbelstromverluste der Einsatz von Litzen notwendig. Diese Litzenaufbauten haben gegenüber Volldrähten einige Nachteile:

- sind von der Versorgung teurer
- die Temperatureigenschaften sind etwas schwächer als normale Kupferlackdrähte
- die mechanischen Eigenschaften sind etwas schwächer als normale Kupferlackdrähte
- Schwierigkeiten beim Wickeln
- Schwierigkeiten beim Anlegen der Drähte an Stifte (Beseneffekt)

Um die Wirbelstromverluste zu reduzieren, werden heute einige Spulen aufgepolstert. D.h. der Abstand der Wicklung zum Kern wird durch Einbringen von Isolierfolien oder Einspritzen von dickeren Wandstärken in den Spulenkörper im Bereich des Luftspaltes, künstlich vergrößert.

Diese Maßnahme führt zwangsläufig wieder zu einem größeren Volumen des Gesamtbauteils, bzw. zu kleineren verfügbaren Wickelräumen.

NEUES DESIGN

Ausgehend von der heute produzierten und optimierten Spule EVD25 mußte die Forderung der Kunden nach Bauhöhenreduzierung erfüllt werden. Die heutige Höhe von 21 mm sollte bei gleichen elektrischen, magnetischen und thermischen Daten bei gleicher Grundfläche auf eine Höhe von 14 mm reduziert werden. Optimierungsansätze führen zu folgenden Grundsatzüberlegungen:

- a) Es muß Volumen aus den Kunststoffen entfernt werden. D.h. die Aufdopplung welche den Wickelraum einschränkt entfällt. Zur Reduzierung der

Wirbelstromverlust und Kupferverluste muß zwangsläufig der Luftspalt auf ein Mindestmaß reduziert werden. Dies bedeutet im Gegenzug eine deutliche Erhöhung der Kernquerschnitte. Die aus diesen Überlegungen resultierenden Kernformen sind nachfolgend aufgeführt.

DIE GRUNDSÄTZLICHEN VORTEILE BZW. MÖGLICHE ANSPRÜCHE ERGEBEN SICH WIE FOLGT:

1. Minimierung des Streufeldes durch Maximierung des magnetischen Querschnitts
2. Minimierung der Bauhöhe durch Drehung der magnetischen Achse von heute waagrecht auf senkrecht
3. Optimale magnetische und elektrische Abschirmung Richtung Außenfeld durch große magnetische Oberflächen
4. Reduzierung der Wirbelstromverluste in das umliegende, nahe anliegende Gehäuse von elektronischen Vorschaltgeräten durch Plazierung des Luftspalts in Raummitte
5. Kühlmöglichkeit der Schwingspule durch thermisch leitende Ferritflächen in Richtung Gehäuse oder Plantine
6. Vollautomatische Bestückung möglich durch Saugen oder Greifen
7. Möglicher Entfall der Litze:
 - durch minimales Streufeld im Luftspaltbereich
 - wegen der geringen Windungszahl (möglich aufgrund des großen effektiven magnetischen Querschnitts)
 - die Dimensionierung ist optimal für Volldrähte mit den Füllfaktoren in entsprechenden Raumrichtungen
 - Ohmsche Verluste überwiegen → Volldraht füllt besser als verschlagene Litzen → mehr Kupfer zu lasten der Frequenzeffekte (Wirbelstromverluste, Skineffekt, Proximityeffekt werden aufgrund der Reduzierung der ohmschen Verluste kompensiert)
8. Variable Bestückung sowohl SMD als auch THT
9. Theoretisch optimierter E-Kern: d.h. die Verlustleistung wurde in Abhängigkeit der Kerngeometrie innerhalb des zur Verfügung stehenden Volumens minimiert.
10. Optimale EI-Kernform: das I wird als Schmetterlingskontur ausgeführt. Die E-Kernform wird wahlweise mit quadratischem, rechteckigem, rundem oder elliptischem Mittelschenkel ausgelegt. Das zur Verfügung stehende Volumen kann somit voll ausgenutzt werden.

Beschreibung der Erfindung

1. Anwendungsgebiet(e) der Erfindung:

Anwendung als Schwingdrossel in höhenreduzierten EVG's

2. Zweck der Erfindung:

Realisierung von volumenreduzierten Geräten in der Leistungselektronik wie z.B. EVG's, durch flache ind. Bauelemente.

3. Vorbekannte Lösungen:

Welche Literatur oder welches sonstige Material sind Ihnen bekannt? (auch internes Material: z. B. Labor-, Versuchsberichte, ältere Konstruktionen usw.)

- 1. EVD25 – Baureihe, welche bislang in solchen Geräten Anwendung findet (sehr groß)*
- 2. EFD25 von Epcos, jedoch nur für relativ geringe Leistungen geeignet*

4. Welche Nachteile weisen die vorbekannten Lösungen auf?

*Zu 1. Große Luftspalte → hohe Verluste → Aufpolsterung nötig → großes BE-Volumen
Zu 2. Große Luftspalte → hohe Verluste → keine Aufpolsterung → hohe BE-Temperatur*

5. Welche konkrete technische Aufgabe soll im Hinblick auf die vorbekannten Lösungen gelöst werden?

*Elektrisch, mechanisch, thermisch und Pin- kompatibel mit EVD25-Baureihe.
Isthöhe von kleiner 21 mm soll auf die Sollhöhe von 14mm realisiert werden.*

6. Erfindungsgemäße Lösung

Kernform-Luftspalt - u. Wicklungsoptimierung durch theoretische Bestimmung der Kernparameter mit Hilfe eines entwickelten Optimierungsalgorithmus

7. Worin sehen Sie die Vorteile der Erfindung?

Hoher magnetischer Querschnitt → dadurch wenig Windungen nötig → daraus ergibt sich ein geringer Luftspalt → geringe Wirbelstromverluste → dünnadrige Litzen sind nicht mehr nötig → keine Aufpolsterung mehr nötig → geringes Volumen realisierbar

8. Welche Umgehungsmöglichkeiten der Erfindung sehen Sie und inwieweit sind diese vorbekannt?

RM-Low Profile, Schalenkerne

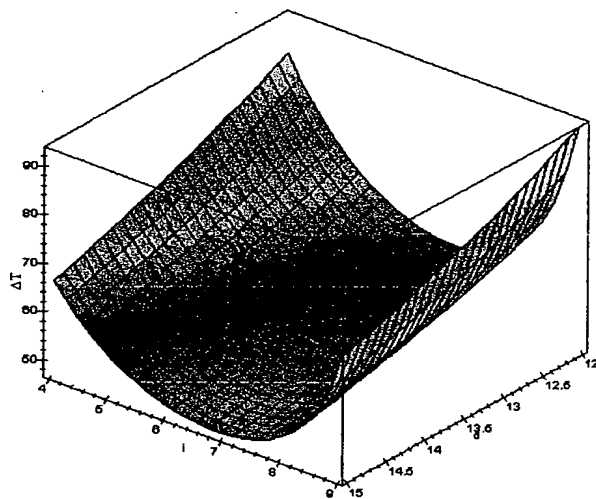
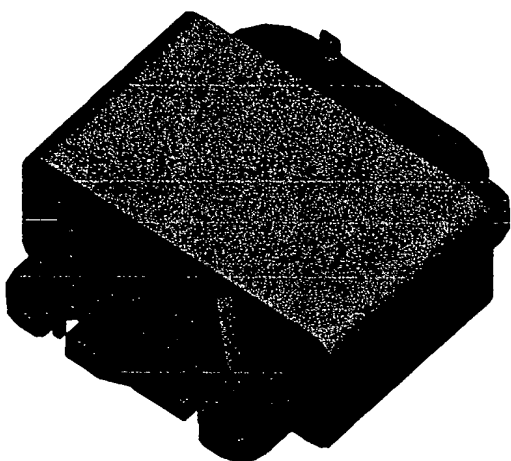
9. Als Anlage sind folgende, ausführliche Darstellungen der Erfindung beigelegt:

(z. B. Beschreibung, zeichnerische Darstellung mindestens eines vollständigen Ausführungsbeispiels, Aktenbericht, Versuchsprotokoll, Konstruktionszeichnung usw., genaue Angabe von Titel, Nummer und Datum jeder Anlage).

Theoretische Optimierung induktiver Bauelemente am Beispiel des EF25/15/7

Projektarbeit

Abteilung:
EE/Entwicklung Bauelemente



Von:
Dipl.-Ing. (FH) Michael A. Baumann

Sommer 2001

1. Einleitung

Sachverhalt:

Im Zuge einer neuen Lampengeneration wird von den elektronischen Vorschaltgeräten eine Minimierung der Höhe von 30% gefordert. Das bedeutet für die bisherige Schwingdrossel EVD25 eine Höhenreduzierung von 21 mm auf 14 mm bei gleicher Grundfläche und gleichen physikalischen Eigenschaften. Zudem sollte neben gleichen wirtschaftlichen Bedingungen das Neukonzept pin- und rasterkompatibel sein. Diese harten Kriterien und großen Stückzahlen verlangen nach einer einfachen Kernform, welche zuverlässig und ökonomisch zu fertigen ist. Um die physikalischen Eigenschaften in dem reduzierten Volumen noch zu realisieren, wird eine theoretische Optimierung der noch freien Parameter sinnvoll.

Vorgehensweise und Inhalt:

Zuerst werden die einzelnen Verlustkomponenten in allgemeiner Form hergeleitet und kurz diskutiert. Nach einer Synthese der Zusammenhänge werden am Beispiel des E-Kerns die geometrieabhängigen Parameter in Abhängigkeit der variablen Kerntiefe und Schenkelbreite ausgedrückt und erweitert. Die Bauteiltemperatur als Funktion von Kerntiefe und Schenkelbreite kann nun bezüglich Temperaturminima untersucht werden.

Die allgemeine theoretische Abhandlung soll besonders im Hinblick auf das entwickelte Programm *Spultem1.0* betrachtet werden. *Spultem1.0* ermittelt für diverse Applikationen verschiedenster Bauelemente die einzelnen Verlustkomponenten und die Bauteiltemperatur. Zusätzliche Optionen ermöglichen dabei eine optimale Dimensionierung.

Bewertung einzelner Einflußgrößen:

Nicht besonders überraschend ist, daß der Betriebsstrom annähernd quadratisch in sämtliche Verlustkomponenten eingeht. Der Skineffekt wirkt sich, wie gezeigt wird, bei den hier verwendeten Drahtdurchmessern und Frequenzen noch nicht aus. Der Proximityeffekt hingegen tritt dagegen bereits wesentlich in Erscheinung und ist proportional zu der vierten Potenz des Drahtdurchmessers.

4. Entwicklung eines Optimierungsalgorithmus am Beispiel des E-Kerns

4.1 Durchflutungsgesetz

Das Durchflutungsgesetz besagt:

$$\Theta = \oint H ds = IN$$

Aus dem Durchflutungsgesetz erhält man die maximale Stromstärke, die fließen muß, um einen Werkstoff in eine bestimmte Sättigung B_{\max} (Materialkonstante) zu versetzen:

$$\Theta = R_m \cdot \Phi$$

$$IN = R_m \cdot B \cdot A_e$$

$$IN = \frac{N^2}{L} \cdot B \cdot A_e$$

Bei Zündung fließt durch die Schwingspule der Zündstrom I_{ign} . Folgender Sachverhalt muß nun so ausgelegt werden, das die materialspezifische Flußdichte B_{\max} nicht überschritten wird.

$$\hat{I}_{\text{ign}} = \frac{\hat{B}_{\max} \cdot A_e \cdot N}{L}$$

(Dieser Zusammenhang ist unabhängig von der Wellenform. Nicht berücksichtigt ist der Streufeldanteil)

Bei einer kundenspezifischen Angabe von I_{ign} und L bleiben die magn. Fläche A_e und die Windungszahl N als Freiheitsgrade, welche innerhalb der geometrischen Bedingungen des Bauteils variieren können. Im folgenden gilt es, obige Bedingung hinsichtlich eines Temperaturminimums im zu Verfügung gestellten Bauelementevolumen ohne Sättigungserscheinungen zu erfüllen.

4.2 Temperaturerzeugende Effekte

Eigenerwärmung ~ Kernverluste + Gleichstromverluste + Proximityverluste + Skinverluste

4.2.1 Gleichstromverluste

Über das Durchflutungsgesetz, den Füllfaktor und den temperaturabhängigen Widerstand erhält man die Gleichstromverluste in Abhängigkeit von (I_{rms} , I_{ign} , L) zu:

$$P_{rms} = I_{rms}^2 \cdot R$$

$$R = \frac{\rho(T) \cdot l_m \cdot N}{A_{Cu}}$$

$$p_G = \frac{N \cdot A_{Cu}}{A_F}$$

$$R = \frac{\rho_{Cu20} (\alpha_{Cu} \cdot dT + 1) \cdot l_m \cdot N^2}{p_G \cdot A_F}$$

$$\hat{I}_{ign} = \frac{\hat{B}_{max} A_e N}{L}$$

$$P_{rms} = \frac{\rho_{Cu20} (\alpha_{Cu} \cdot dT + 1) \cdot l_m}{p_G A_F \hat{B}_{max}^2 A_e^2} (I_{rms} \cdot \hat{I}_{ign} \cdot L)^2$$

4.2.2 Kernverluste

Mithilfe eines empirischen Gesetzes von Steinmetz und des magnetischen Volumens erhält man die Kernverluste in Abhängigkeit von den materialspezifischen Steinmetzkoeffizienten zu:

Steinmetzkoeffizienten

	100°C	
	Fi 328	Fi 325
K_s	$1,97 \cdot 10^{-8}$	$1,34 \cdot 10^{-11}$
a_s	1,305	1,908
b_s	2,107	2,897

P_{kern}/W
 B_{peak}/mT
 f/kHz
 V/cm^3

$$P_{Kern} = V_e \cdot K_s \cdot f^{a_s} \cdot \hat{B}_{Peak}^{b_s}$$

$$P_{Kern} = V_e \cdot K_s \cdot f^{a_s} \cdot \left(\sqrt{2} \cdot \hat{B}_{max} \frac{I_{rms}}{\hat{I}_{ign}} \right)^{b_s}$$

$$\left. \begin{aligned} I_{rms} \sqrt{2} &= \frac{\hat{B}_{Peak} A_e N}{L} \\ N &= \frac{\hat{I}_{ign} L}{\hat{B}_{max} A_e} \end{aligned} \right\}$$

$$\hat{B}_{Peak} = \sqrt{2} \cdot \hat{B}_{max} \left(\frac{I_{rms}}{\hat{I}_{ign}} \right)$$

für sinusähnliche Ströme

$$P_{Kern} = \sqrt{2} \cdot \hat{B}_{max}^{b_s} \cdot V_e \cdot K_s \cdot f^{a_s} \cdot \left(\frac{I_{rms}}{\hat{I}_{ign}} \right)^{b_s}$$

4.2.3 Skineffekt

(„auf dieser Seite steht alles was, man über den Skineffekt wissen muß“)

Die Eindringtiefe Δ des Stroms in den Leiter nimmt mit steigendem spezifischen Widerstand ρ_{cu} (temperaturabhängig) zu und mit der Wurzel der Frequenz f ab:

$$\Delta = \sqrt{\frac{\rho_{cu}(T)}{\pi \mu_0 \mu_{cu} f}}$$

Der Wechselstromwiderstand R_{ac} setzt sich aus dem Gleichstromanteil R_{dc} und einer Widerstandserhöhung von seiten des Skin-Effekts R_{sk} zusammen, der mit dem Skin-Effekt-Faktor F ausgedrückt wird.

$$R_{ac} = R_{dc} + R_{sk} = R_{dc}(1 + F)$$

Über die effektiv wirksame Fläche $A_{ac}(\Delta)$ in Abhängigkeit von der Eindringtiefe erhält man mit elementaren geometrischen Bedingungen den Faktor $(1+F)$ zu:

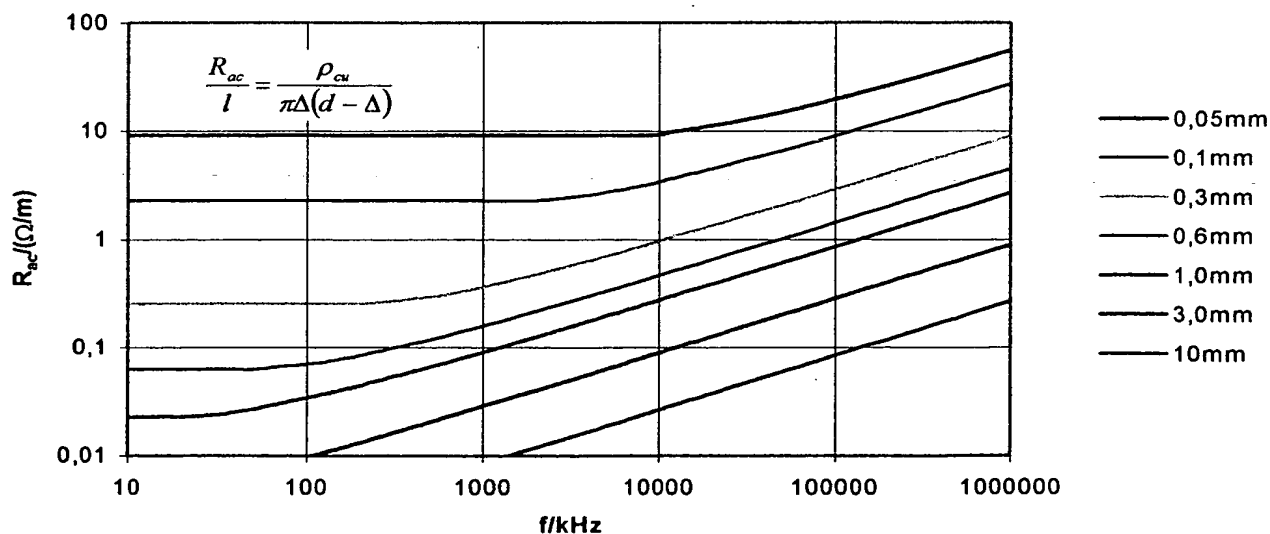
$$(1 + F) = \frac{R_{ac}}{R_{dc}} = \frac{A_{dc}}{A_{ac}} = \frac{\pi(d/2)^2}{\pi\Delta(d-\Delta)} = \frac{d^2}{4\Delta(d-\Delta)} = \frac{1}{4} \cdot \frac{(d/\Delta)^2}{(d/\Delta)-1}$$

Man erhält die abschnittsweise definierte Funktion:

$$(1 + F) = \begin{cases} 1 & \text{für } d/\Delta \leq 2 \\ \frac{1}{4} \cdot \frac{(d/\Delta)^2}{(d/\Delta)-1} & \text{für } d/\Delta > 2 \end{cases}$$

$$P_{sk} = \begin{cases} 0 & \text{für } d/\Delta \leq 2 \\ \left(\frac{1}{4} \cdot \frac{(d/\Delta)^2}{(d/\Delta)-1} - 1 \right) \rho_{cu} l^2 & \text{für } d/\Delta > 2 \end{cases}$$

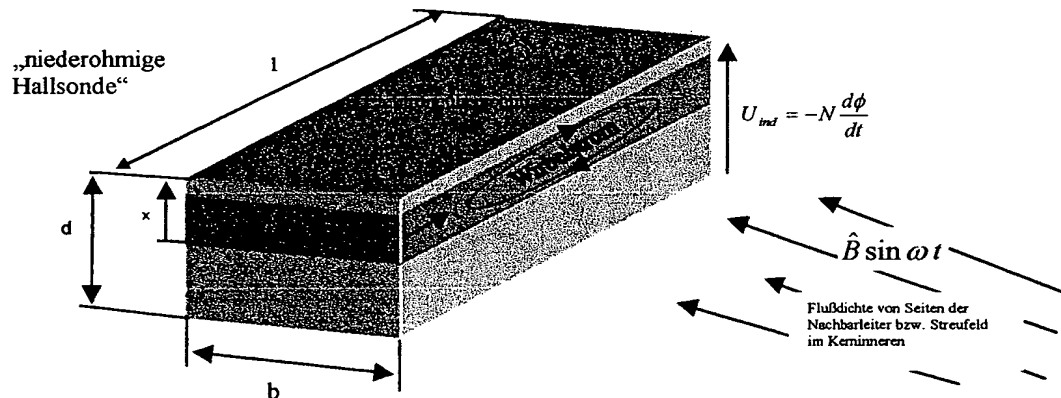
In der Literatur wird obiger Sachverhalt meist in Intervallen von Δ/d diskutiert. Hier ist der Skineffekt aus praktischen Gründen in allgemeingültiger Form behandelt. Im folgenden ist R_{ac} bezüglich der Drahtlänge in Abhängigkeit von der Frequenz bei verschiedenen Drahtdurchmessern aufgetragen. (→ der Skineffekt setzt „plötzlich“ ein)



4.2.4 Proximityeffekt

Der Proximityeffekt (engl. proximity = Nähe) wirkt als eine von den Nachbardrähten erzwungene Leitungsquerschnittsverengung. Ursächlich für dieses Phänomen ist das magnetische Feld, welches linear vom Wickelgrund zur Wicklungsoberfläche steigend das gesamte Wicklungssystem durchsetzt (Streufeld). Kerngeometrie, Luftspalt und Wicklungsaufbau sind dabei von entscheidender Bedeutung. Große Luftstrecken und Kerngeometrien, welche eine stark gekrümmte Feldlinienführung zur Folge hätten (hoher magn. Widerstand) zwingen vermehrt die Feldlinien, sich bereits aus Gründen des günstigeren magnetischen Widerstands über das Bauelementinnere zu schließen (EVD25). Günstig sind kompakte Kernformen mit geringen Luftspalten, welche der optimalen kugelförmigen Feldführung am nächsten kommen (ungescherter Ringkern). Feldlinienschlüsse, welche sich nicht um eine Windung herum schließen, können keinen Beitrag zur Anfang-Ende-Spannung liefern, sondern induzieren längs des Leiters Spannungen, welche Wirbelströme zur Folge haben, die sich mit der Hauptstromrichtung überlagern. Dabei entstehen je nach Vorzeichen der Elektronenwanderung Bezirke im Leiterinneren mit unterschiedlichen Stromdichten. Diesen Vorgang könnte man, wie bereits erwähnt, mit einer asymmetrischen Querschnittsverengung des Leiters beschreiben. Für eine quantitative Berechnung des Proximityeffekts bedient man sich jedoch der Verlustleistung von seiten der Ausgleichsströme.

*Herleitung eines Zusammenhangs für einen Leiter mit rechteckigem Querschnitt
 (Das Prinzip des Proximityeffekts entspricht physikalisch dem Halleffekt mit Stromleitung):*



Für ein sinusartiges Streufeld erhält man: Elektronenausgleich in Längsrichtung erzeugt:

$$U_{eff} = \frac{\omega N \hat{B} A_B}{\sqrt{2}} = \frac{\omega \hat{B} 2xl}{\sqrt{2}}$$

$$dP_{Pe} = \frac{U_{eff}^2}{R} = \frac{\omega^2 \hat{B}^2 l b x^2}{\rho_{cu}} dx$$

Wirbelstromwiderstand ergibt sich zu:

$$R = \frac{2\rho_{cu}l}{bdx}$$

Mit folgender Integration erhält man:

$$P_{Pe} = \frac{\omega^2 \hat{B}^2 l b}{\rho_{cu}} \int_0^{d/2} x^2 dx = \frac{\omega^2 \hat{B}^2 l b d^3}{24\rho_{cu}}$$

Veranschaulichung:

Halleffekt: Hallspannung ist ein Maß für B (hochohmig)
Proximityeffekt: Wirbelströme (Proximityverluste) sind Maß für B (niederohmig)

Mit analogem Vorgehen ergibt sich das Ergebnis für einen Runddraht:

$$P_{Pe} = \frac{\pi \omega \hat{B}^2 l d^4}{128 \rho_{cu}}$$

Bei höheren Frequenzen bzw. bei großen Drahtdurchmessern wird das Verhältnis von Drahtdurchmesser d zu Eindringtiefe Δ (Siehe Skineffekt: $\Delta = \sqrt{\rho_{cu} / (\pi \mu_0 \mu_{cu} f)}$) größer als eins. Diese Tatsache reduziert über das Magnetfeld der Wirbelströme die Flußdichte im Leiterinneren und dezimiert somit das Auftreten des Proximityeffekts. Butterworth führt deshalb eine Proximityeffektfaktor G_r ein, der den Proximityeffekt dementsprechend abschwächt.

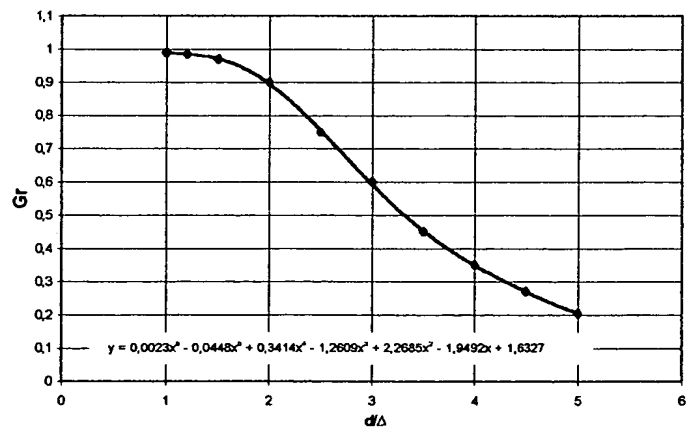
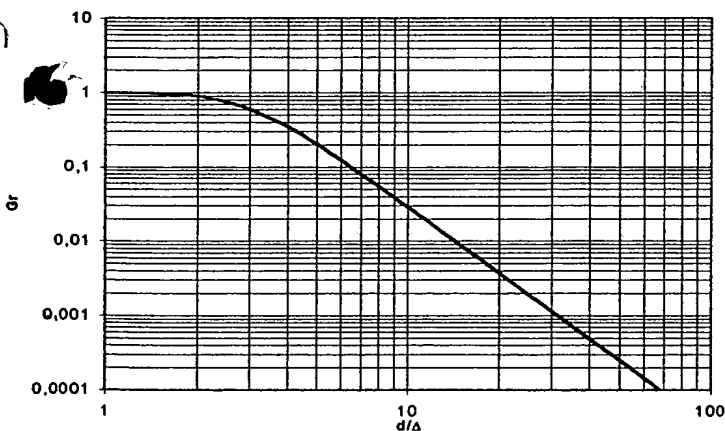
$$P_{Pe} = \frac{\pi \omega^2 \hat{B}^2 l d^4 G_r}{128 \rho_{cu}}$$

Mit $\hat{B} = \sqrt{2} \cdot \bar{B}$ erhält man:

$$P_{Pe} = \frac{\pi \omega^2 \bar{B}^2 l d^4 G_r}{64 \rho_{cu}}$$

Für G_r erhält man folgende abschnittsweise definierte Funktion:

$$G_r = \begin{cases} 1 & \text{für } d / \Delta \leq 1 \\ 0,0023 \left(\frac{d}{\Delta} \right)^6 - 0,0448 \left(\frac{d}{\Delta} \right)^5 + 0,3414 \left(\frac{d}{\Delta} \right)^4 - 1,2609 \left(\frac{d}{\Delta} \right)^3 + 2,2685 \left(\frac{d}{\Delta} \right)^2 - 1,9492 \left(\frac{d}{\Delta} \right) + 1,6327 & \text{für } 1 < d / \Delta \leq 5 \\ \frac{32}{(d / \Delta)^4} \left(\frac{d}{\Delta} - 1 \right) & \text{für } d / \Delta > 5 \end{cases}$$



Für die meisten Anwendungen, bei denen der Skineffekt noch keine Rolle spielt, ist G_r als eins zu betrachten.

Bestimmung der Streuflußdichte B , welche den Wicklungsaufbau durchsetzt

$$\overline{B}^2 = kN^2 I^2$$

$$\hat{B} = k_B NI$$

Halbempirische Ermittlung:

Die Proportionalität k zwischen der mittleren Flußdichte im Wickelraum und dem Produkt IN kann über den Verlustwinkel $\tan\delta$ bestimmt werden:

$$\tan\delta = \frac{R_{pe}}{\omega L} + \frac{R_{dc}}{\omega L} + \frac{R_{ke}}{\omega L} + \frac{R_{sk}}{\omega L}$$

$$R = R_{pe} + R_{dc} + R_{ke} + R_{sk}$$

Für eine feinadrige Litze ergibt sich R_{pe} und R_{sk} zu null und es kann R_{ke} angegeben werden zu:

$$\frac{R_{ke}}{\omega L} = \tan\delta - \frac{R_{dc}}{\omega L}$$

$$R_{ke} = R_{ac} - R_{dc}$$

$$\text{oder } R_{ke} = R_{ac / \text{mit Kern}} - R_{ac / \text{ohne Kern}}$$

Für einen Volldraht erhält man den Proximityverlustwinkel zu:

$$\tan\delta_{pe} = \tan\delta_{ac} - \tan\delta_{dc} - \tan\delta_{ke} - \tan\delta_{sk} = \frac{R_{ac}}{\omega L} - \frac{R_{dc}}{\omega L} - \frac{R_{ke}}{\omega L} - \frac{R_{sk}}{\omega L}$$

$$R_{pe} = R_{ac} - R_{dc} - R_{ke} - R_{sk}$$

Für beliebigen Draht ergibt sich nach obiger Betrachtung der Proximityverlustwinkel zu:

$$\tan\delta_{pe} = \frac{R_{pe}}{\omega L} = \frac{P_{pe}}{\omega LI^2} = \frac{P_{pe} C_1}{I^2 \omega \mu_0 \mu_e N^2} = \frac{\pi \omega k N^2 I^2 l_d G_r}{64 \rho_{cu}} \cdot \frac{C_1}{I^2 \omega \mu_0 \mu_e N^2} = \frac{\pi^2 k C_1}{32 \rho_{cu} \mu_0} \cdot \frac{f l d^4 G_r}{\mu_e}$$

$$\tan\delta_{pe} = \frac{\pi^2 k l_w C_1}{32 \rho_{cu} \mu_0} \cdot \frac{f N n d^4 G_r}{\mu_e} = \frac{k_e f N n d^4 G_r}{\mu_e} = \frac{k_E f N n d^4 G_r}{A_L}$$

$$R_{pe} = 2\pi k_E f^2 N^3 n d^4 G_r$$

$$k_E = \frac{R_{ac} - R_{dc} - R_{ke} - R_{sk}}{2\pi f^2 N^3 n d^4 G_r} \quad ; \quad k_E = \frac{\mu_0}{C_1} \cdot k_e \quad ; \quad k = \frac{32 k_E \rho_{cu}}{\pi^2 l_w} \quad ; \quad k_B = \sqrt{\frac{64 k_E \rho_{cu}}{\pi^2 l_w}} \quad ; \quad k_E = \frac{k \pi^2 l_w}{32 \rho_{cu}}$$

Beachte:

- $d/\Delta \approx 3,5$ wählen $\rightarrow \tan \delta_{pe}$ wird maximal
- $k_E/10^{-3}$ bezüglich der Tabellenwerte einsetzen
- nicht zu hohe Frequenzen verwenden \rightarrow Bedingung $\frac{R_{ke}}{\omega L} \leq \frac{R_{pe}}{\omega L}$ soll erfüllt sein
- R_{dc} und L bestimmen
- k_E bzw. k_e wurden von Philips in Abhängigkeit verschiedener Bauelemente bei verschiedenen Al-Werten bzw. $-\mu_e$ -Werten tabellarisiert

Man erhält die Proximityeffektverluste zu:

$$P_{pe} = 2\pi k_E f^2 N^3 I^2 n d^4 G_r \quad [k_E / 10^{-3}] \quad \text{mit } k_E = 1..20$$

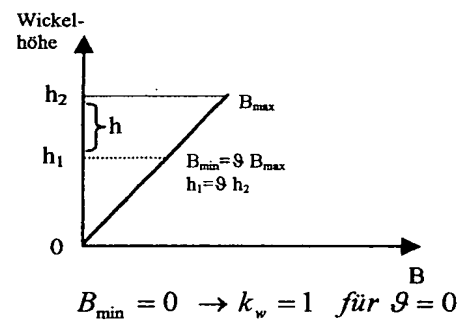
$$P_{pe} = \frac{\pi^3 k f^2 N^3 n d^4 l_w G_r I^2}{16 \rho_{cu}}$$

$$P_{pe} = \frac{\pi^3 k f^2 n d^4 l_w G_r}{16 \rho_{cu} \hat{B}_{max}^3 A_e^3} (I_{rms}^2 \hat{I}_{ign}^3 L^3)$$

Analytische Ermittlung der Wickelraumflußdichte:

$$\bar{B}^2 = \frac{1}{3} \left(\frac{\mu_0 N I}{b_w} \right)^2 \cdot k_w \quad \text{mit: } k_w = \frac{(1 - \mathcal{G})}{(1 - \mathcal{G})^3} \quad \text{abgeleitet von: } B = \frac{\mu_0 N I}{b_w}$$

- b_w : Länge der Luftspule (Wickelraumbreite)
- I : I_{rms} bei Betrieb
- h_1 : Wickelhöhe "Anfang"
- h_2 : Wickelhöhe "Ende"
- k_w : Korrekturfaktor für $B_{min} > 0$



Man erhält die Proximityverluste zu:

$$P_{pe} = \frac{\pi \omega^2 \bar{B}^2 l d^4}{128 \rho_{cu}}$$

$$P_{pe} = \frac{2\pi (\omega \mu_0 N I)^2 N l_w d^4 k}{3 \cdot 128 \rho_{cu} b_w^2}$$

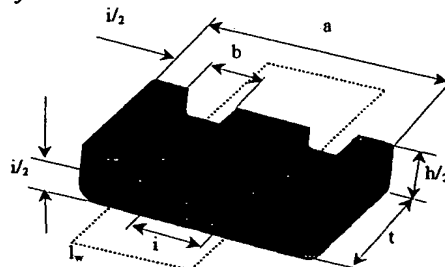
Nach differenzieren des Ausdrucks $P_{pe} + P_{dc}$ mit $P_{dc} = I^2 R_{dc}$ ergeben sich die minimalen Windungsverluste für einen Volldraht mit d_{opt} zu:

$$d_{opt} = 92,45 \left(\frac{b_w \rho_{cu}}{f N} \right)^{1/3} \cdot \frac{1}{k_w^{1/6}}$$

4.3 Einfluß der Kerengeometrie

Steht das Gesamtkonzept (z.B. Ringkern, E-Kern, U-Kern) fest, so können die von der Kerengeometrie abhängigen Größen in obigen Sachverhalten in Abhängigkeit von den Kernparametern i und t ausgedrückt und optimiert werden.

Ein E-Kern ist durch die Maße i und d inclusive den Kundenangaben (h und a) festgelegt:



Die effektiv magnetische Fläche A_e erhält man aus Mittelschenkelbreite i und Kerntiefe t :

$$A_e = i \cdot t$$

Aus den geometrischen Bedingungen des E-Kerns ergibt sich das effektive Wickelfenster A_F zu:

$$A_F = (b_w - \delta_{b_w}) (h_w - \delta_{h_w})$$

$$A_F = (a/2 - i - \delta_{b_w}) (h - i - \delta_{h_w})$$

$$A_F = (a/2 - i - \delta_{b_w}) (h - i/2 - \delta_{Fu\beta} - \delta_{h_w})$$

Das geometrische Volumen (entspricht in erster Näherung V_e) eines E-Kernpaares erhält man mit:

$$V_e = it(a + 2h - 2i)$$

Die mittlere Weglänge l_w des Wicklungsaufbaus erhält man näherungsweise, indem man zwischen der maximalen und minimalen Windungslänge mittelt:

$$l_w = \frac{R_a + R_i}{2}$$

$$\left. \begin{aligned} R_a &= 2(t + 2b_w) + 2(a - i) \\ R_i &= 2i + 2t \end{aligned} \right\} l_w = 2(a - i - t)$$

Wärmewiderstand

Die Proportionalitätskonstante zwischen der Eigenerwärmung und der Verlustleistung eines Bauteils bezeichnet man als den Wärmewiderstand R_{th} , welcher mit abnehmender magnetischen Volumen steigt.

$$dT = R_{th} \cdot P_V$$

$$R_{th} = 61 \cdot (V_e \cdot 10^{-12})^{-0,54}$$

Allgemein (bei konstanter Geometrie):

$$\Delta T(I_{rms}, I_{ign}, L) = R_{th} \left(\underbrace{\alpha \cdot (I_{rms} \cdot \hat{I}_{ign} \cdot L)^2}_{\text{Gleichstromverluste}} + \underbrace{\beta \left(\frac{I_{rms}}{\hat{I}_{ign}} \right)^{b_r[2..3]}}_{\text{Kernverluste}} + \underbrace{\gamma (I_{rms}^2 \cdot \hat{I}_{ign}^3 \cdot L^3)}_{\text{Proximityverluste}} + \underbrace{\delta (I_{rms} \cdot \hat{I}_{ign} \cdot L)^2}_{\text{Skinverluste}} \right)$$

DC: $\alpha := \frac{\rho_{Cu_{20}}(T) \cdot l_m}{p_G A_F \hat{B}_{max}^2 A_e^2}$

Kern: $\beta := \sqrt[3]{2} \cdot B_{max}^{b_r} \cdot V_e \cdot K_s \cdot f^a$

Proximity: $\gamma := \frac{\pi^3 k f^2 n d^4 l_w G_r}{16 \rho_{cu}(T) \hat{B}_{max}^3 A_e^3}$

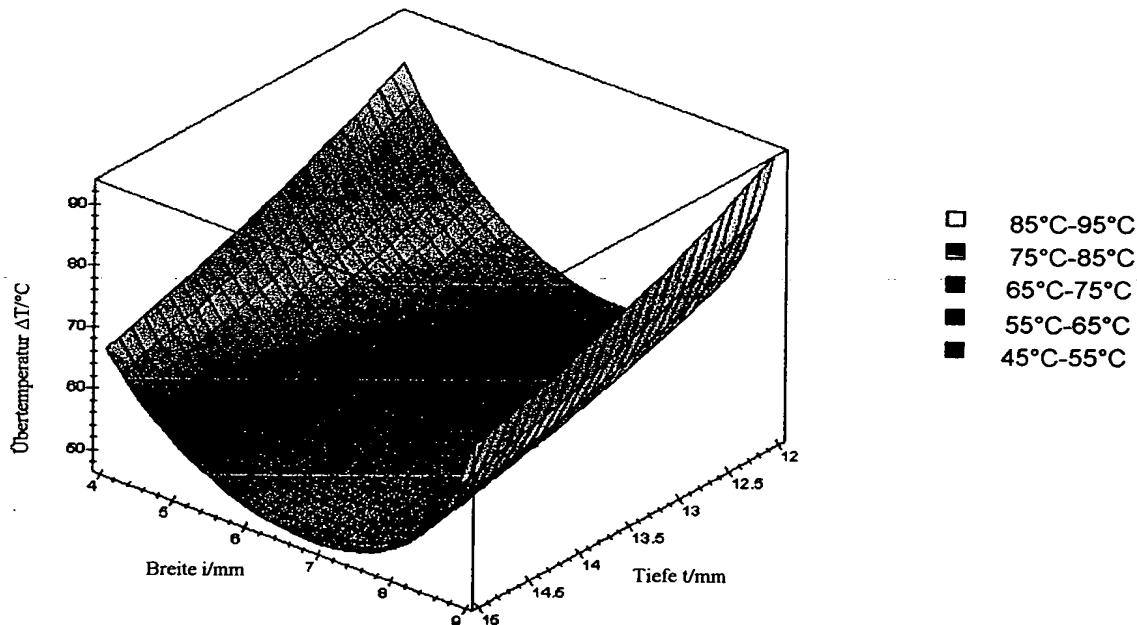
Skin: $\delta := F \cdot \alpha = \left(\frac{(d/\Delta)^2}{4(d/\Delta) - 1} - 1 \right) \alpha$

Variable Geometrie am Beispiel eines E-Kerns:

- $d/\Delta < 1 \rightarrow G_r=1$ (keine Schwächung des Proximityeffekts)
- $d/\Delta < 1 \rightarrow F=0$ (kein Skineffekt)

$$\Delta T(I, l) = R_{th} \left(\frac{2 \rho_{cu}(T) (a-l) (I_{rms} \cdot I_{ign} \cdot L)}{p_G (\hat{B}_{max}(l))^2 \left(\frac{d}{2} - l - \delta_{cu} \right) \left(h - \frac{l}{2} - \delta_{Fe} - \delta_{ins} \right)} + u(a-2h-2l) K_s f^a \left(\sqrt[3]{2} B_{max} \frac{I_{rms}}{I_{ign}} \right)^{b_r} + \frac{\pi k f^2 n d^4 l_w (I_{rms} \cdot I_{ign} \cdot L)}{16 \rho_{cu}(T) \hat{B}_{max}(l)^3} \right)$$

Aufgrund der Abhängigkeit des spezifischen Widerstands von der Temperatur ist diese Gleichung am besten *iterativ* lösbar.



Für E25/15/7 mit Fi328 und Volldraht in Form einer Applikation

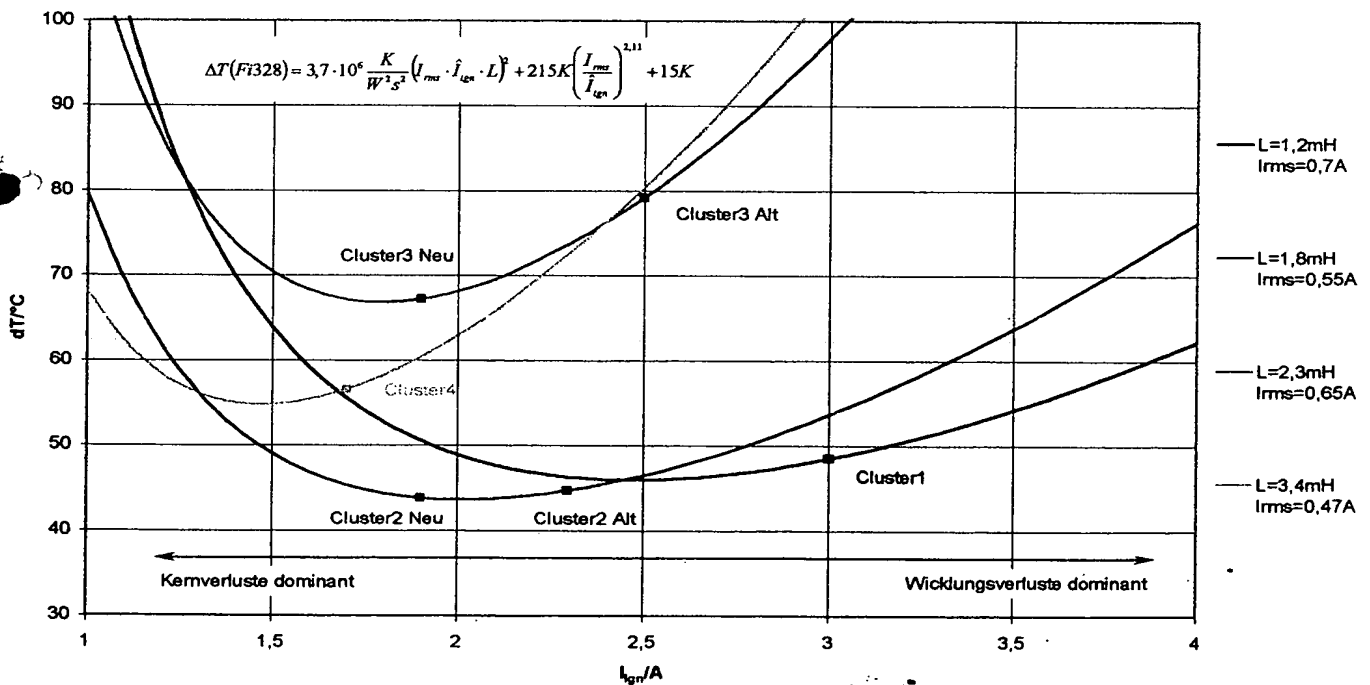
$B_{\max} = 380 \text{ mT}$
 $V_c = 3835 \text{ mm}^3$
 $l_m = 58,1 \text{ mm}$
 $dT = 100^\circ\text{C}$
 $f = 50 \text{ kHz}$
 $R_{th} = 30 \text{ K/W}$
 $p_G = 0,5$ (für Cul Volldraht)
 $A_F = 13 \text{ mm}^2$
 $A_c = 108 \text{ mm}^2$
 $\rho_{cu} = 1,709 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$
 $\alpha_{cu} = 39 \cdot 10^{-4} \text{ 1/K}$

$$\alpha = 1,24 \cdot 10^5 \frac{1}{\text{Ws}^2} \quad \beta = 7,18 \text{ W} \quad \gamma = 1,7 \cdot 10^7 \frac{1}{\text{WS}^3}$$

$$\Delta T(\text{Fi328}) = 3,70 \cdot 10^6 \frac{\text{K}}{\text{W}^2 \text{s}^2} (I_{rms} \cdot \hat{I}_{ign} \cdot L)^2 + 215 \text{ K} \left(\frac{I_{rms}}{\hat{I}_{ign}} \right)^{2,11} + 5 \cdot 10^8 \frac{\text{K}}{\text{W}^2 \text{Vs}^3} (I_{rms}^2 \cdot \hat{I}_{ign}^3 \cdot L^3)$$

	Fi328			
	Cluster1	Cluster2	Cluster3	Cluster4
L/mH	1,2	1,8	2,3	3,4
I _{ign} /A	3	1,9	1,9	1,7
I _{rms} /A	0,7	0,55	0,65	0,47
dT/°C	48	44	67	57
T _{ambiente} /°C	50	50	50	50
T/°C	98	94	117	107

Übertemperatur dT in Abhängigkeit vom optimalen Zündstrom I_{ign} auf E25/15/7 für Fi328 und Volldraht



Optimierung bei bestehendem Bauelement in Abhängigkeit von Windungszahl und Drahtdurchmesser

Gleichstromverluste:

$$R = \frac{\rho_{cu} l_w N}{A} = \frac{4 \rho_{cu} l_w N}{\pi d^2} = \alpha \frac{N}{d^2} \quad \text{mit} \quad \alpha = \frac{4 \rho_{cu} l_w}{\pi} = 1,26 \cdot 10^{-9}$$

Kernverluste:

$$P_{Kern} = V_e \cdot K_s \cdot f^{a_i} \hat{B}_{Peak}^{b_i}$$

$$P_{Kern} = V_e \cdot K_s \cdot f^{a_i} \left(\sqrt{2} \frac{I_{rms} L}{AN} \right)^{b_i} = \beta \frac{1}{N^{b_i}} \quad \text{mit} \quad \beta = V_e \cdot K_s \cdot f^{a_i} \left(\sqrt{2} \frac{I_{rms} L}{A} \right)^{b_i} = 3,6 \cdot 10^3$$

Proximityverluste:

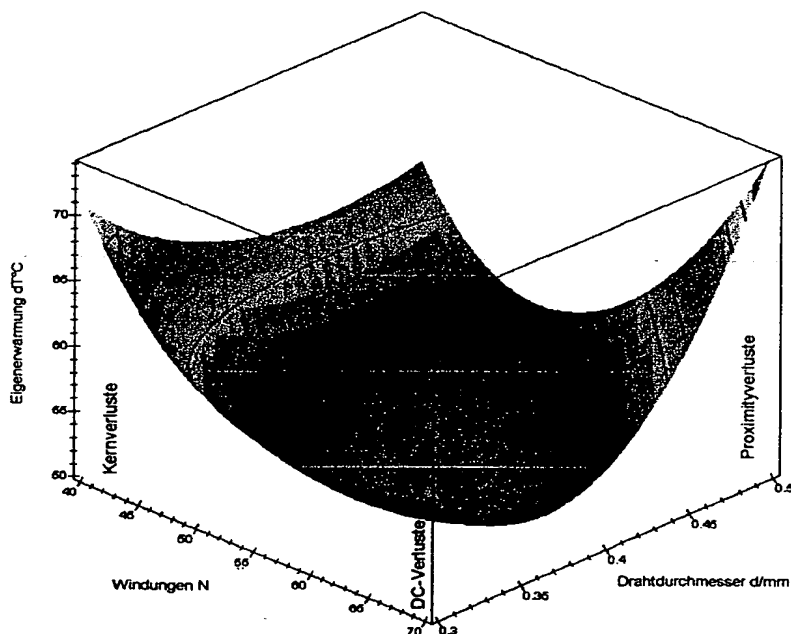
$$P_{pe} = 2\pi k_E f^2 N^3 I^2 n d^4 G_r = \lambda \cdot N^3 d^4 \quad \text{mit} \quad \lambda = 2\pi k_E f^2 I^2 n G_r = 7 \cdot 10^7$$

$$k_E [10^{-3}] = 1.20$$

Synthese:

$$dT = R_{th} \left(\alpha \frac{N}{d^2} + \beta \frac{1}{N^{b_i}} + \lambda \cdot N^3 d^4 \right)$$

Beispiel (EF25/15/7):



Oberfläche für:

Material=Fi328
 $V_e = 3835 \text{ mm}^3$
 $L_w = 58,1 \text{ mm}$
 $T = 100^\circ\text{C}$
 $f = 50 \text{ kHz}$
 $R_{th} = 30 \text{ K/W}$
 $A_c = 108 \text{ mm}^2$
 $\rho_{cu} = 1,709 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$
 $\alpha_{cu} = 39 \cdot 10^{-4} \text{ 1/K}$
 $I_{rms} = 0,7 \text{ A}$
 $L = 1,2 \text{ mH}$
 $G_r = 1$
 $n = 1$

- 70°C-75°C
- 65°C-70°C
- 60°C-65°C
- 55°C-60°C
- 45°C-55°C

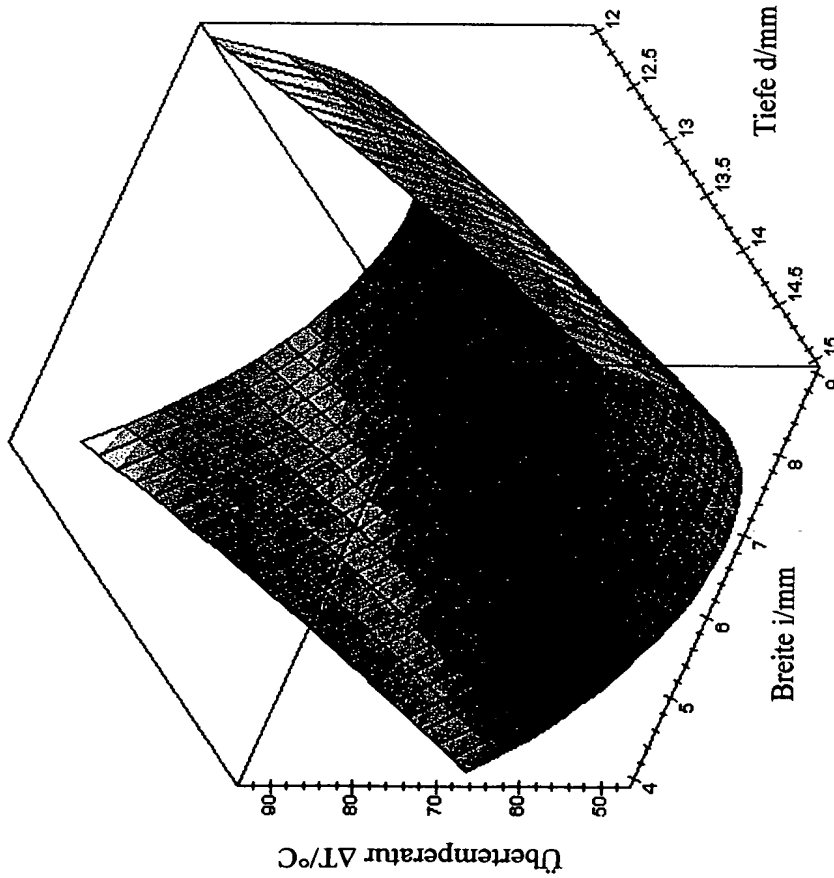
Liste der verwendeten Symbole

θ	magnetische Durchflutung	a	Kernlänge
ϕ	magnetischer Fluß	h_w	Höhe des Wickelraums
H	Feldstärke	R_a	maximale Windungslänge
I	Strom (allgemein)	R_i	minimale Windungslänge
I_{rms}	effektiver Strom	δ_{bw}	Wickelraumbreitenverlust
I_{ign}	maximaler Zündstrom	δ_{hw}	Wickelraumhöhenverlust
B_{max}	maximale Flußdichte	$\delta_{Fuß}$	gesamte Fußhöhe
B_{Peak}	maximale Flußdichte im Dauerbetrieb	n	Anzahl der Adern
L	Induktivität	α	Gleichstromverlustebeitwert
A_e	effektiv magnetische Fläche	β	Kernverlustebeitwert
A_{cu}	Kupferfläche des Drahtes	γ	Proximityverlustbeitwert
A_F	Fläche des Wickelfensters	δ	Skinverlustbeitwert
P_{rms}	Gleichstromverluste	R_{th}	Wärmewiderstand
P_{kern}	Kernverluste		
P_{skin}	Skinverluste		
P_{pe}	Proximityverluste		
P_v	gesamte Verlustleistung		
R	ohmscher Widerstand		
ρ_{cu}	spezifischer Kupferwiderstand		
ρ_G	allgemeiner Füllfaktor		
l	Länge des Leiters		
l_w	mittlere Windungslänge		
V_e	effektiv magnetisches Volumen		
f	Frequenz im Dauerbetrieb		
ω	Kreisfrequenz im Dauerbetrieb		
T	Temperatur		
K_s	Steinmetzfaktor		
a_s	Steinmetzkoeffizient (Frequenzexponent)		
b_s	Steinmetzkoeffizient (Induktionsexponent)		
Δ	Eindringtiefe in den Leiter (Ader)		
μ_{cu}	Kupferpermeabilität		
F	Skineffektfaktor		
d	Durchmesser des Leiters		
R_{ac}	Wechselstromwiderstand		
R_{dc}	Gleichstromwiderstand		
R_{sk}	Widerstandserhöhung (Skineffekt)		
U_{eff}	effektive Spannung		
G_r	Proximityfaktor		
k	Flußdichtefaktor der Kernform		
N	Windungszahl		
b_w	Breite des Wickelfensters (Lagenbreite)		
h_w	Höhe des Wickelfensters (Langenhöhe)		
d_{opt}	optimaler Drahtdurchmesser		
b	Kernfenster		
t	Kerntiefe		
h	Höhe des Bauelements		
i	Mittelschenkelbreite		

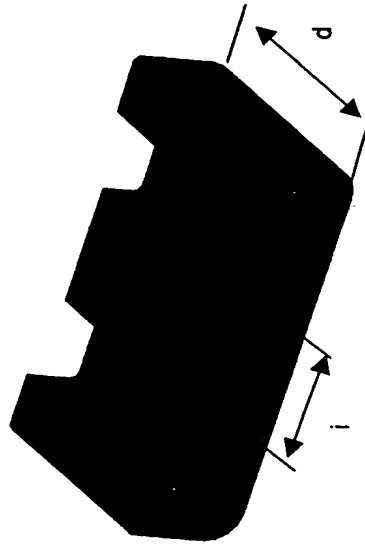
PATENTANSPRUCH

1. Schwingdrossel mit einem symmetrischen Doppel-E-Kern, der einen Mittelschenkel und zwei geometrisch gleiche Wicklungslungsfenster aufweist, dadurch gekennzeichnet, dass der Doppel-E-Kern so ausgeführt ist, dass der Quotient aus Längsschnittfläche des Mittelschenkels und Querschnittsfläche eines Wickelfensters größer als 2,8 ist, wobei als Längsschnitt der Schnitt anzusehen ist, der den Doppel-E-Kern in zwei einfache E-Kerne trennen würde, und der Querschnitt zum Längsschnitt senkrecht steht.

Theoretische Optimierung des Bauelements



- 85°C-95°C
- 75°C-85°C
- 65°C-75°C
- 55°C-65°C
- 45°C-55°C



$$\Delta T(i, d) = R_{th} \left\{ \underbrace{\frac{2 \rho_{Cu} (\hat{I}_{Zünd} \cdot I_{eff} \cdot L)^2 (a - i + d + 2\delta_{Wk} - 4\delta_{W-F})}{p_G (\hat{B}_{max} \cdot i \cdot d)^2 \left(\frac{a}{2} - i - \delta_{Wk} - \delta_{W-F} \right) \left(H_G - H_B - \frac{i}{2} - 2\delta_{Wk} - n \cdot \delta_K \right)}}_{\text{Ohmsche Verluste}} + \underbrace{id(a + 2h - 2i) \cdot k \cdot \hat{B}_{Burm} \cdot f^e + \xi_{Pw} \frac{\mu_0 \hat{I}_{Zünd}^2 L}{2 \cdot \hat{B}_{max}^2 \cdot i \cdot d} + b_{PW(0)}}_{\text{Kernverluste}} \right\} \quad \text{Wirbelstromverluste}$$